

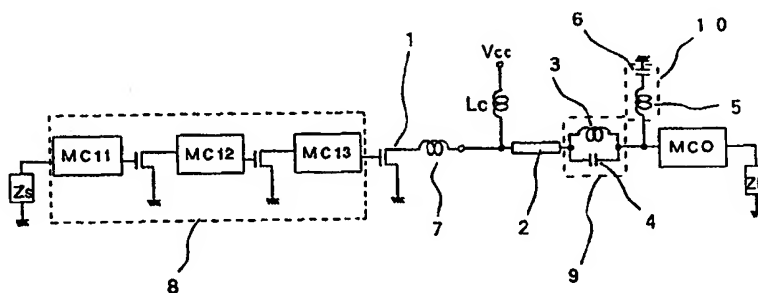


## 特許協力条約に基づいて公開された国際出願

(51) 国際特許分類6 H03F 3/189	A1	(11) 国際公開番号 WO00/03478  (43) 国際公開日 2000年1月20日(20.01.00)
(21) 国際出願番号 PCT/JP98/03069 (22) 国際出願日 1998年7月8日(08.07.98) (71) 出願人 (米国を除くすべての指定国について) 株式会社 日立製作所(HITACHI, LTD.)(JP/JP) 〒101-8010 東京都千代田区神田駿河台四丁目6番地 Tokyo, (JP) (72) 発明者; および (75) 発明者/出願人 (米国についてのみ) 藤岡 徹(FUJIOKA, Toru)(JP/JP) 吉田 功(YOSHIDA, Isao)(JP/JP) 勝枝嶺雄(KATSUEDA, Mineo)(JP/JP) 森川正敏(MORIKAWA, Masatoshi)(JP/JP) 松永良国(MATSUNAGA, Yoshikuni)(JP/JP) 〒187-8588 東京都小平市上水本町五丁目20番1号 株式会社 日立製作所 半導体事業部内 Tokyo, (JP) 関根健治(SEKINE, Kenji)(JP/JP) 加賀谷修(KAGAYA, Osamu)(JP/JP) 〒185-8601 東京都国分寺市東恋ヶ窪一丁目280番地 株式会社 日立製作所 中央研究所内 Tokyo, (JP)		(74) 代理人 弁理士 高橋明夫(TAKAHASHI, Akio) 〒103-0025 東京都中央区日本橋茅場町二丁目9番8号 友泉茅場町ビル 日東国際特許事務所 Tokyo, (JP) (81) 指定国 CN, JP, KR, SG, US, 欧州特許 (AT, BE, CH, CY, DE, DK, ES, FI, FR, GB, GR, IE, IT, LU, MC, NL, PT, SE) 添付公開書類 国際調査報告書

(54)Title: HIGH-FREQUENCY POWER AMPLIFIER MODULE

(54)発明の名称 高周波電力増幅器モジュール



## (57) Abstract

A high-frequency power amplifier module for dual-band mobile radio communication equipment capable of transmitting and receiving first and second frequencies  $f_1$  and  $f_2$  ( $f_2=2 \times f_1$ ). The output circuit of the module is constituted of a transmission line connected to the drain terminal of an output transistor, a parallel resonance circuit which is connected in series with the transmission line and resonates with a higher harmonic with a frequency twice as high as the frequency  $f_2$ , a series resonance circuit which is provided between one end of the parallel resonance circuit and the ground and resonates with a high harmonic with a frequency twice as high as the frequency  $f_1$ , and an output matching circuit which is connected in series with the other end of the parallel resonance circuit and is matched to the frequencies  $f_1$  and  $f_2$ . The transmission line is preset so that the line may be short-circuited to the drain terminal against even-order higher harmonics having the frequency  $f_2$  by a reactance existing at the drain terminal, and the circuit element constant constituting the parallel resonance circuit is preset so that the circuit may be opened at the drain terminal against odd-order higher harmonics having the frequency  $f_1$  by reactances existing at the series resonance circuit, transmission line, and drain terminal.

## (57)要約

第1の周波数  $f_1$  と第2の周波数  $f_2$  ( $f_2 = 2 \times f_1$ ) を送受信可能なデュアルバンド対応の移動体通信装置用の高周波電力増幅器モジュールの出力回路部を、出力トランジスタのドレイン端に接続した伝送線路と、これに直列に接続した周波数  $f_2$  の2倍の高調波に共振する並列共振回路と、この共振回路の一端と接地間に設けた周波数  $f_1$  の2倍の高調波に共振する直列共振回路と、並列共振回路の他端に直列に設けた  $f_1$  と  $f_2$  に整合した出力整合回路とから構成する。そして、前記伝送線路は、前記ドレイン端に存在するリアクタンスとにより  $f_2$  の偶数次高調波に対してドレイン端で短絡となるように設定し、並列共振回路を構成する回路素子定数は、直列共振回路と伝送線路と前記ドレイン端に存在するリアクタンスとにより  $f_1$  の奇数次高調波に対してドレイン端で解放となるように設定する。

PCTに基づいて公開される国際出願のパンフレット第一頁に掲載されたPCT加盟国を同定するために使用されるコード(参考情報)

AE	アラブ首長国連邦	DM	ドミニカ	KZ	カザフスタン	RU	ロシア
AL	アルバニア	EES	エストニア	LC	セントルシア	SD	スーダン
AM	アルメニア	ESI	スペイン	LI	セントヒテラシユタイン	SE	スウェーデン
AT	オーストリア	FI	フィンランド	LK	スリランカ	SG	シンガポール
AU	オーストラリア	FR	フランス	LR	リベリア	SI	スロベニア
AZ	アゼルバイジャン	GA	ガボン	LS	レソト	SK	スロヴァキア
BA	ボスニア・ヘルツェゴビナ	GB	英国	LT	リトアニア	SL	シエラ・レオネ
BB	バルバドス	GDE	グレナダ	LU	ルクセンブルグ	SN	セネガル
BE	ベルギー	GE	グルジア	LV	ラトヴィア	SZ	スワジランド
BF	ブルキナ・ファソ	GH	ガーナ	MA	モロッコ	TD	チャド
BG	ブルガリア	GM	ガンビア	MC	モナコ	TG	トゴ
BJ	ベナン	GN	ギニア	MD	モルドヴァ	TI	タジキスタン
BR	ブラジル	GW	ギニア・ビサウ	MG	マダガスカル	TZ	タンザニア
BY	ベラルーシ	GR	ギリシャ	MK	マケドニア旧ユーゴスラヴィア	TM	トルクメニスタン
CA	カナダ	HR	クロアチア		共和国	TR	トルコ
CF	中央アフリカ	HU	ハンガリー	ML	マリ	TT	トリニダード・トバゴ
CG	コンゴ	ID	インドネシア	MN	モンゴル	UG	ウクライナ
CH	スイス	IE	アイルランド	MR	モリタニア	US	ウガンダ
CI	コートジボワール	IL	イスラエル	MW	マラウイ	UZ	米国
CM	カメルーン	IN	インド	MX	メキシコ	VN	ウズベキスタン
CN	中国	IS	アイスランド	NE	ネジール	YU	ヴェトナム
CR	コスタ・リカ	IT	イタリア	NL	ネーデルラント	ZA	ニュージーランド
CU	キューバ	JP	日本	NO	ノルウェー	ZW	南アフリカ共和国
CY	キプロス	KE	ケニア	NZ	ニュージーランド		ジンバブエ
CZ	チェコ	KG	キルギスタン	PL	ポーランド		
DE	ドイツ	KP	北朝鮮	PT	ポルトガル		
DK	デンマーク	KR	韓国	RO	ルーマニア		

## 明 細 書

### 高 周 波 電 力 増 幅 器 モ ジ ュ ー ル

#### 技術分野

本発明は、高周波信号の増幅を行う高周波電力増幅器モジュールに係わり、特に２つのバンド周波数が送信・受信可能なデュアルバンド方式の無線装置に好適に使用できる高周波電力増幅器モジュールに関する。

#### 背景技術

現在、移動通信システムとしてサービスされている欧州のデジタルセルラシステムにおいて、 $0.9\text{GHz}$ 帯の周波数を用いるGSM (Global System for Mobile Communications) 通信方式は、近い将来加入者がシステム容量をオーバーすることが予測されている。このため、GSM通信方式と同じ変調方式のGMSK (Gaussian-filtered Minimum Shift Keying) を採用する等で、システムが類似している $1.8\text{GHz}$ 付近の周波数帯を用いるDCS (Digital Cellular System) 1800方式を、GSM方式と併用するデュアルバンドシステム対応の移動体通信装置（携帯電話）が要求されている。

ここで、上記２つのシステム（GSM方式とDCS 1800方式）は、周波数以外はほぼ共通のため、電力増幅器モジュールなどの高周波部分だけをデュアルバンド対応にすることにより、GSM/DCS 1800共用の携帯電話を構成できる。

したがって、デュアルバンド対応の電力増幅器モジュールにするには、そのモジュール内に各通信方式に対応する電力増幅器モジュールの系列を、それぞれ２つ集積し、各方式を必要に応じて選択的に切り替え使用出来るような構成が考えられる。

図7に本発明に先立って検討した移動体通信装置の概略構成を示す。同図において、参照符号13は分波器、14はデュアルバンド対応型の送受信アンテナ、15は第1の高周波電力増幅器モジュール(RFパワーモジュール)、16は第2のRFパワーモジュール、17は広帯域増幅器(WAMP)、18は無線信号処理回路部(RFSPU)、19は中央演算処理装置(CPU)からなるシステム制御部(CNTU)、20は操作パネル(OP)、21はスピーカ(SP)やマイクロホン(MIC)などからなる送受話器である。なお、Vccは電源電圧である。また、切り替えて使用できる通信方式はGSM方式とDCS1800方式とした。

無線信号処理回路部18は、変復調処理部、送受信IF(中間周波数)部、及び周波数変換部(アップ/ダウンコンバータ)などからなり、送信時には、0.9GHz帯のGSM方式と1.8GHz帯のDCS1800方式のどちらか設定された方の無線信号( $f_1$ 又は $f_2$ )を生成・出力するように構成されている。この2種類の無線送信信号 $f_1$ 、 $f_2$ が、それぞれ第1のRFパワーモジュール15と第2のRFパワーモジュール16に入力される。

RFパワーモジュール15は、GSM通信方式に対応する電力増幅器モジュールであり、終段増幅用のRFパワーMOS電界効果トランジスタT1、受動素子などからなる整合回路MC1とMC2、ドレインバイアスの直流チョーク用インダクタンス素子Lc1などにより構成されている。このとき、トランジスタT1は、移動体通信装置本体のGSM/DCS1800切替スイッチに連動したシステム制御部19のCPUから出力される第1のバイアスコントロール信号22により、トランジスタT1に印加されるゲート電圧をカットオフバイアスレベルと所定のバイアスレベルに切り替えて出力するように構成されている。

同様に、RFパワーモジュール16は、DCS1800通信方式に対応する電力増幅器モジュールであり、終段増幅用のRFパワーMOS電界効果トランジスタT2、受動素子などからなる整合回路MC3とMC4、ドレインバイアスの直

流チョーク用インダクタンス素子 $Lc2$ などにより構成されている。このとき、トランジスタ $T2$ は、移動体通信装置本体のGSM/DCS1800切替スイッチに連動したシステム制御部19のCPUから出力される第2のバイアスコントロール信号23により、トランジスタ $T2$ に印加されるゲート電圧をカットオフバイアスレベルと所定のバイアスレベルに切り替えて出力するように構成されている。

そして、上記RFパワーモジュール15、16は、それぞれの通信方式の無線信号を効率よく増幅するように、整合回路MC1～MC4により整合がとられた最適設計がなされている。

これにより、GSM方式の携帯電話として動作させる場合は、RFパワーモジュール15のバイアスコントロール信号22を所定のバイアスレベルにする一方、RFパワーモジュール16のバイアスコントロール信号23をカットオフバイアスレベルに設定することにより、RFパワーモジュール15だけを選択的に動作させ、GSM無線信号 $f1$ （0.9GHz帯）の増幅を行わせることができる。

また、DCS1800方式の携帯電話として動作させる場合は、RFパワーモジュール16のバイアスコントロール信号23を所定のバイアスレベルにする一方、RFパワーモジュール15のバイアスコントロール信号22をカットオフバイアスレベルに設定することにより、RFパワーモジュール16だけを選択的に動作させ、DCS1800無線信号 $f2$ （1.8GHz帯）の増幅を行わせることができる。

上記のような構成は、2つの通信方式に対してそれぞれ専用のRFモジュールを内部に設け、通信方式の設定に応じて使い分けられている。内部に設けられたRFパワーモジュールは、それぞれの通信方式に最適設計されているため、経済的、効率的である。

一方、携帯電話に適用される高周波電力増幅器モジュールには、出力パワー等の各システムにより決定される高周波特性の仕様を満足するとともに、より一層

の高効率化、小型化が要求されている。

従来より、送信機用電力増幅器の高効率化を図る技術として、高調波を制御する技術が良く知られている。例えば、特開昭60-109310号公報に開示されている1/4波長伝送線路の一端を高周波短絡し、他端を増幅素子と直列共振回路に接続して、希望する基本波信号出力を直列共振回路からとる構成がある。この構成により、増幅素子の出力側と1/4波長伝送線路との接続点では基本波および奇数次高調波に対しては短絡となり、増幅素子の出力端子における電流と電圧の積が零となる理想的なF級動作モードを得られると共に効率を高めることができる。

上記従来例の高周波電力増幅回路は、図8(a)に示すように、一端を高周波短絡した1/4波長伝送線路24の他端には、増幅素子25の出力側と直列共振回路26の一端を接続し、また直列共振回路26の他端を出力端子27に接続して電力増幅回路を構成する。ここで、増幅素子25に基本信号の入力があり動作すると、その1/4波長伝送線路23上には電圧が分布する。図8(b)は1/4波長伝送線路24上の電圧分布の状態を示したものであり、基本波、2倍波の信号入力に対して得られる電圧分布である。1/4波長伝送線路24の一端IIが完全に高周波短絡されていることから、接続部分Iには基本波に対しては開放、2倍波に対しては短絡の電圧が給電される。これは、3次以上の高調波に対しても同様であり、接続部分Iでは、全ての奇数次高調波に対しては基本波と同様に開放となり、全ての偶数次高調波に対しては2倍波と同様に短絡となる。

しかし、上記高調波制御による高効率化の技術を、上述した図7の回路構成に適用するには、高調波制御用の上記回路が付加された電力増幅器モジュールを2つ必要とするため、回路規模が大きくなる欠点があった。

したがって、高周波電力増幅器モジュールの構成を、1入力1出力の駆動段増幅器と高周波出力トランジスタが2つの通信方式に共通して用いられる1系列の、2つの周波数帯を兼用する高効率なデュアルバンド方式対応の高周波電力増幅器

モジュールの実現が望まれている。

また、上記従来技術の  $1/4$  波長伝送線路を用いて高調波制御する手法は、図 7 の構成のように電力増幅器モジュールを 2 つの異なる周波数帯の携帯電話システムへ適用するには問題があった。例えば、 $0.9\text{ GHz}$  付近の周波数を用いる GSM 方式と、 $1.8\text{ GHz}$  付近の周波数を用いる DCS 1800 方式共用携帯端末に上記従来例を適用した場合、GSM と DCS 1800 のそれぞれのシステムに対して伝送線路が必要となり、小型化は難しい。しかも、近年パッケージの小型化への要求は強いため、 $0.9\text{ GHz}$  と  $1.8\text{ GHz}$  の  $1/4$  波長伝送線路を、同一パッケージ内に取り込むのは困難である。

また、回路構成を、GSM 専用の電力増幅器と DCS 1800 専用の電力増幅器とを設けておき、両回路を選択的に使用方法は、2 つの電力増幅器を必要とするため小型化が難しい。

小型化には、GSM 方式と DCS 1800 方式用の高周波電力増幅器モジュールに用いる駆動段増幅器と高周波電力出力トランジスタとを、両システムで共通にする構成が有効であるが、出力電力が 2 つのシステムで大きく異なるために、効率が低下してしまうという問題がある。

本発明は、かかる問題点を解決するためになされたものであり、1 つの電力増幅器モジュールで、2 つの周波数帯を併用するデュアルバンド通信方式に対応し、高効率で、小型な電力増幅器モジュールを提供することを目的としている。

### 発明の開示

本発明に係る高周波電力増幅器モジュールは、2 つのバンド周波数  $f_1$ 、 $f_2$  ( $f_1 < f_2$ ) が送信・受信可能なデュアルバンド方式の無線装置に好適に使用でき、高周波電力増幅器モジュールを構成する駆動段増幅器と高周波電力出力トランジスタを両システムの無線信号に対して共通とし、高周波電力出力トランジスタを含めた出力段回路を、高周波電力出力トランジスタと、高調波の電力を抑

制するために高周波電力出力トランジスタのドレイン端に接続される伝送線路と、この伝送線路に直列に接続される並列共振回路と、更に直列に接続される直列共振回路と、基本波周波数成分を取り出すために両システムのバンド周波数に整合した出力整合回路と、から構成したことを特徴とするものである。

ここで、上記並列共振器はバンド周波数  $f_2$  の所定の偶数次高調波に相当する周波数において共振を呈するように設定し、前記伝送線路は高周波電力出力トランジスタのドレイン部分に存在する寄生リアクタンスを利用してドレイン端のインピーダンスが前記偶数次高調波に対して短絡となるように設定する。且つ、バンド周波数  $f_1$  の所定の奇数次高調波に相当する周波数において共振を呈するように設定された直列共振器と、伝送線路と、高周波電力出力トランジスタの寄生リアクタンスとの組み合わせにより、ドレイン端のインピーダンスが  $f_1$  の所定の奇数次高調波に対して開放となるように、上記並列共振器を構成する回路素子定数の設定を行うものとする。

このように構成することにより、電力増幅器モジュールの動作時は、システムの無線信号に対して高調波の信号が制御された状態になるため、電力増幅器モジュールの高周波電力出力トランジスタの出力端子における電流と電圧の積が、零にならないことで生じる熱の発生を、抑圧することができ、効率の向上が図れる。すなわち、高効率で小型なデュアルバンド方式に対応する高周波電力増幅器モジュールを構成することができる。

#### 図面の簡単な説明

図 1 は、本発明に係る高周波電力増幅器モジュールの一実施例を示す回路図である。

図 2 は、図 1 の回路で使用する駆動段増幅器の利得特性を示す特性線図である。

図 3 は、図 1 の回路における 3.6 GHz 動作時の等価回路図である。

図 4 は、図 1 の回路における 2.7 GHz 動作時の等価回路図である。



図5は、図1の回路における出力段トランジスタのドレイン端でのインピーダンスを説明する図であり、同図(a)は回路構成図、同図(b)スミスチャート図である。

図6は、本発明に係る高周波電力増幅器モジュールの別の実施例を示す回路図である。

図7は、本発明に先立って検討された移動体通信装置の構成例を示す回路図である。

図8は、従来の電力増幅器モジュールの一例を説明するための回路図である。

#### 発明を実施するための最良の形態

次に、本発明に係る高周波電力増幅器モジュールの実施例につき、添付図面を参照しながら以下詳細に説明する。

#### <実施例1>

図1は、本発明に係る高周波電力増幅器モジュールの一実施例を示すGSM/DCS1800デュアルバンド対応の高周波電力増幅器モジュールの回路図である。図1において、参照符号1は無線信号パワー増幅用の高周波電力出力トランジスタ(Si-MOSFET(チップ))、2は伝送線路、3は並列共振回路用インダクタ、4は並列共振回路用キャパシタ、5は直列共振回路用インダクタ、6は直列共振回路用キャパシタ、7は高周波電力出力トランジスタ1の寄生リアクタンス、8は駆動段増幅器、9は並列共振回路、10は直列共振回路、 $Z_s$ はソースインピーダンス、 $Z_L$ はロードインピーダンス、 $L_c$ は直流バイアス給電用のチョークインダクタ、MC11~MC13は駆動段増幅器の整合回路、MC14は増幅されたGSM/DCS1800の各周波数に対してロードインピーダンス $Z_L$ との整合をとるための出力整合回路である。

駆動段増幅器8は2段のSi-MOSFETで構成され、図7の従来の電力増幅器17とほぼ同様の構成の回路であるが、整合回路MC11~MC13により

GSM通信方式とDCS1800通信方式の2つの周波数に対してマッチングがとられ、利得のピークはその周波数に存在する。図2は駆動段増幅器8のドレインバイアス $V_{cc}$ が3.6Vとした場合の利得の周波数特性を示す図であり、利得のピークがGSM方式の0.9GHz帯とDCS1800方式の1.8GHz帯となるような整合方法がとられている。この整合は、例えば、インダクタンス素子とキャパシタンス素子を組み合わせ、高利得となるように適当な値に設定することで実現できる。この駆動段増幅器8により、2種類の周波数帯の無線信号は、それぞれ高利得に増幅された後、高周波電力出力トランジスタ1に入力される。

このような特性により、上記駆動段増幅器8は、GSM方式とDCS1800方式の両周波数帯域( $f_1 \sim f_2$ )を増幅帯域内に包含すべく、広帯域特性を持たせられた増幅器17を用いる図7に示した装置の場合に比べ、バンドパスフィルタ特性を有するので、通信品質の低下を招く高調波の漏出を防いだ状態で、高周波電力出力トランジスタに入力される無線信号を増幅することが出来る。

また、最終段の高周波電力出力トランジスタ1の出力回路は、上記駆動増幅器8から出力される無線信号を高効率に増幅するために、高調波制御を行う伝送線路2、並列共振回路9、直列共振回路10と、GSM/DCS1800通信方式の増幅された各信号周波数(2.7GHzと3.6GHz)に対してロードインピーダンス $Z_L$ との整合を取るためのインダクタンス素子とキャパシタンス素子等からなる出力整合回路MCOとから構成される。

このように構成された最終段の高周波電力出力トランジスタ1の出力回路部において、上記並列共振回路9は、そのインピーダンスが周波数3.6GHzで大きくなるように、3.6GHzで共振するように設定されている。また、並列共振回路9を構成する並列共振回路用インダクタンス3と並列共振回路用キャパシタ4の値は、高周波電力出力トランジスタ1のドレイン部分に存在する寄生リアクタンス7と伝送線路2と共に、2.7GHzで高周波電力出力トランジスタ1のドレイン端がオープンとなるように設定する。さらに、直列共振回路10は、

2.7 GHzでのインピーダンスが小さくなるように、2.7 GHzで共振するように設定する。

この時、高周波電力出力トランジスタ1にGSM(0.9 GHz)/DCS1800(1.8 GHz)の基本波信号の入力があり動作すると、1.8 GHzの2倍波である3.6 GHzと0.9 GHzの3倍波である2.7 GHzで等価回路が異なり、ドレイン端での電圧も異なる。

3.6 GHzでは、上記並列共振回路9のインピーダンスが大となるように、3.6 GHzで並列共振回路9が共振するように構成しているため、図1の回路は図3で示す等価回路のようになる。

ここで、伝送線路2は、高周波電力出力トランジスタ1のドレイン部分に存在する寄生リアクタンス7と共に、3.6 GHzで高周波電力出力トランジスタ1のドレイン端が短絡となるような長さに設定する。高周波電力出力トランジスタ1にDCS1800方式で用いる周波数の2倍の周波数3.6 GHzの信号入力があり動作すると、伝送線路2の開放端から伝送線路2および寄生リアクタンス7を経て、高周波電力出力トランジスタ1のドレイン端に至る間にインピーダンスが変換され、各部位の電圧が変化する。そして、高周波電力出力トランジスタ1のドレイン端は短絡となる。

また、2.7 GHzでは、直列共振回路10のインピーダンスが小となるように、2.7 GHzで直列共振回路10が共振するように構成されているため、図1の回路はGSM方式で用いる周波数の3倍の2.7 GHzにおいては、図4に示す等価回路のようになる。

ここで、並列共振回路9を構成するインダクタ3とキャパシタ4の値は、伝送線路2と寄生リアクタンス7と共に、2.7 GHzで高周波電力出力トランジスタ1のドレイン端が開放となるように設定する。そして、高周波電力出力トランジスタ1に2.7 GHzの信号入力があり動作すると、並列共振回路9の開放端から並列共振回路9と伝送線路2と寄生リアクタンス7を経て、高周波電力出力

トランジスタ 1 のドレイン端に至る間にインピーダンスが変換され、各部位の電圧が変化する。そして、高周波電力出力トランジスタ 1 のドレイン端は開放となる。

例えば、高周波電力出力トランジスタ 1 の寄生リアクタンス 7 が  $0.04 \text{ nH}$  で、共振回路 9, 10 にチップ素子を用いて設計した場合、チップインダクタ 3 のインダクタンス値を  $0.4 \text{ nH}$ 、チップコンデンサ 4 の容量値を  $4.9 \text{ pF}$  とすれば、並列共振回路 9 の共振周波数は、 $f_r = 3.6 \text{ GHz} = 1 / (2\pi\sqrt{(0.4 \times 10^{-9} \times 4.9 \times 10^{-12})})$  となる。

この時、DCS 1800 方式の 2 倍波である  $3.6 \text{ GHz}$  では、等価回路は図 3 に示すようになり、ドレイン端のインピーダンスを短絡状態にするために、基板の比誘電率や厚さに依存するが、比誘電率  $8.452$ 、厚さ  $0.15 \text{ mm}$  のセラミック基板を用いると、その伝送線路 2 の長さは、 $8.55 \text{ mm}$  に設定される。これは、寄生のリアクタンス成分を利用しているため、 $1/4$  波長より短い値となっている。

また、チップコンデンサ 6 の容量値を  $0.64 \text{ pF}$ 、チップインダクタンス 5 のインダクタンス値を  $5.4 \text{ nH}$  とすれば、直列共振回路 10 の共振周波数は、 $f_r = 2.7 \text{ GHz} = 1 / (2\pi\sqrt{(0.64 \times 10^{-12} \times 5.4 \times 10^{-9})})$  となる。

したがって、GSM 方式の 3 倍波である  $2.7 \text{ GHz}$  では、等価回路は図 4 に示すようになり、上述のチップインダクタ 3 とチップコンデンサ 4 の値は、 $3.6 \text{ GHz}$  で共振するだけでなく、 $2.7 \text{ GHz}$  では、先に設定した伝送線路 2 の寸法、寄生リアクタンス 7 と共に、Si-MOSFET のドレイン端のインピーダンスが開放状態となるように構成されている。

以上のように、高周波電力出力トランジスタ 1 のドレイン端でのインピーダンスは、GSM 方式の 3 倍波である  $2.7 \text{ GHz}$  では開放、また、DCS 1800 方式の 2 倍波である  $3.6 \text{ GHz}$  では短絡となる。

図 5 (a) は、以上の如く設計された高調波制御回路部分について、終端負荷

(ロードインピーダンス)  $Z_{L1}$  を  $50\Omega$  として、高周波電力出力トランジスタ 1 のドレイン端より見込んだインピーダンスを求めるための回路構成図である。図において、 $\Gamma_L$  は高周波電力出力トランジスタ 1 のドレイン端より出力側を見た反射係数であり、 $50\Omega$  を基準としている。図 5 (b) は、この時の  $\Gamma_L$  の周波数に対する軌跡をスミスチャート上に示した図である。この図より、GSM 方式の信号周波数  $0.9\text{GHz}$  と DCS 1800 方式の信号周波数  $1.8\text{GHz}$  ではスミスチャートの中心部分に存在しているのに対し、 $0.9\text{GHz}$  の 3 倍波の  $2.7\text{GHz}$  では開放を示す A 点の位置にあり、 $1.8\text{GHz}$  の 2 倍波の  $3.6\text{GHz}$  では短絡を示す B 点の位置にあることがわかる。尚、終端負荷を  $50\Omega$  に設定した場合の結果を示したが、任意の終端負荷インピーダンスにおいても、上記高調波制御は満たされている。

そして、上記高調波制御が行われた各無線信号出力は、それぞれの無線信号の基本波に対する出力整合回路 MCO を経て出力される。

このように、本実施例の高周波電力増幅器モジュールでは、GSM 方式の信号周波数の 3 倍波と DCS 1800 方式の信号周波数の 2 倍波とを制御しているため、高調波電力を抑制でき、高効率の増幅を行うことができる。

#### <実施例 2>

図 6 は、本発明に係る高周波電力増幅器モジュールの別の実施例を示す GSM / DCS 1800 デュアルバンド対応の高周波電力増幅器モジュールの回路図である。尚、図 6 において、高周波電力出力トランジスタ 1 を駆動する駆動段増幅器の構成は、図 1 と同じであるので図 6 では図示を省略する。また、図 1 で示した構成要素と同じ構成要素については、同一の参照符号を付して、その詳細な説明は省略する。すなわち、本実施例では、図 1 で示した伝送線路 2 の代わりに、集中定数インダクタ 11 と集中定数キャパシタ 12 を用いて高周波電力増幅器モジュールを構成している点が、前記実施例と相違する。

この高周波電力増幅器モジュールの動作は、前記実施例と同じであるが、図 6

## 1 2

の構成では、大きな回路面積を必要とする伝送線路を用いずに、チップインダクタとチップキャパシタを用いることにより、図 1 の第 1 の実施例の回路に比較して、回路を小さくすることが可能である。

本実施例においても、図 1 の電力増幅器モジュールと同様に、GSM/DCS 1800 の両通信方式においても、高負荷効率と小型化とを同時に実現できることは言うまでもない。

また、上記 2 つの実施例では、駆動段増幅器と高周波電力出力トランジスタに Si-MOSFET を用いた場合で説明したが、Si-MOSFET の代わりに、GaAs-MESFET やバイポーラトランジスタのような RF 信号が扱える能動素子を用いることもできる。

以上、本発明の好適な実施例について説明したが、本発明は前記実施例に限定されることなく、本発明の精神を逸脱しない範囲内において種々の設計変更をなし得ることは勿論である。例えば、上記実施例では変調方式が共に GMSK のものを示したが、 $\pi/4$  シフト QPSK (Quadrature Phase Shift Keying) 変調方式、QPSK 変調方式、オフセット QPSK 変調方式等の各種デジタル変調方式及び、FM 変調方式、AM 変調方式等の各種アナログ変調方式においても適用でき、更に、周波数についても何等制約はない。

## 産業上の利用可能性

本発明によれば、無線通信方式として、2 種類の通信方式を有する 2 つのバンド周波数が送信・受信可能であるデュアルバンド方式の無線装置に使用する高周波電力増幅器モジュールにおいて、2 つの異なるバンド周波数のそれぞれの高調波について制御することにより、不要な高調波電力の消耗をセーブできる。

また、本発明に係る高周波電力増幅器モジュールを構成する駆動段増幅器においては、2 つの周波数に合わせて整合を取ることで、高利得化と高調波漏洩電力の抑制を行えるので、高効率化が可能となりバッテリーの長寿命化が図れ

る。

更に、本発明に係る高周波電力増幅器モジュールを構成する駆動段増幅器と高周波電力出力トランジスタは、両バンド周波数に共用されるため、両バンド周波数に共通な1系列構成となり、小型化が図れる。

## 請 求 の 範 囲

1. 第1および第2のバンド周波数を送信・受信可能なデュアルバンド方式の移動体通信装置に使用する高周波電力増幅器モジュールであって、駆動段増幅器と、高周波電力出力トランジスタを含む高周波電力出力回路部とからなり、第2のバンド周波数が第1のバンド周波数よりも大きい両バンド周波数で共用する1入力1出力の1系列構成である送信用の高周波電力増幅器モジュールにおいて、

前記高周波電力出力回路部は、

前記高周波電力出力トランジスタの出力端に直列に接続されるインピーダンスと、

該インピーダンスに直列に接続され、第2のバンド周波数の所定の偶数次高調波において共振する並列共振回路と、

該並列共振回路に直列に接続され他端が接地された第1のバンド周波数の所定の奇数次高調波において共振する直列共振回路と、

前記並列共振回路に接続され第1および第2の両周波数帯域と整合した出力整合回路とからなり、

更に、前記インピーダンスは前記高周波電力出力トランジスタの出力端に存在する寄生リアクタンスとにより前記高周波電力出力トランジスタの出力端が前記第2のバンド周波数の偶数次高調波に対して短絡となるように設定され、かつ、

前記並列共振回路が、前記直列共振回路と前記インピーダンスと前記高周波電力トランジスタの出力端に存在する寄生リアクタンスとにより前記高周波電力出力トランジスタの出力端が前記第1のバンド周波数の奇数次高調波に対して開放となるように設定されていることを特徴とする高周波電力増幅器モジュール。

2. 請求の範囲第1項に記載の高周波電力増幅器モジュールにおいて、前記第2のバンド周波数は、前記第1のバンド周波数の2倍であることを特徴とする高周



波電力増幅器モジュール。

3. 請求の範囲第1項または第2項に記載の高周波電力増幅器モジュールにおいて、前記駆動段増幅器が第1のバンド周波数と第2のバンド周波数でそれぞれ利得のピークを有するように周波数特性を設定した整合回路を備えることを特徴とする高周波電力増幅器モジュール。

4. 請求の範囲第1項～第3項のいずれか1項に記載の高周波電力増幅器モジュールにおいて、前記インピーダンスは伝送線路により構成されることを特徴とする高周波電力増幅器モジュール。

5. 請求の範囲第1項～第3項のいずれか1項に記載の高周波電力増幅器モジュールにおいて、前記インピーダンスは、集中定数インダクタと集中定数キャパシタとの組み合わせから成ることを特徴とする高周波電力増幅器モジュール。

6. 請求の範囲第1項～第5項のいずれか1項に記載の高周波電力増幅器モジュールにおいて、前記高周波電力増幅出力トランジスタはSi-MOSFETであることを特徴とする高周波電力増幅器モジュール。

1 / 7

図 1

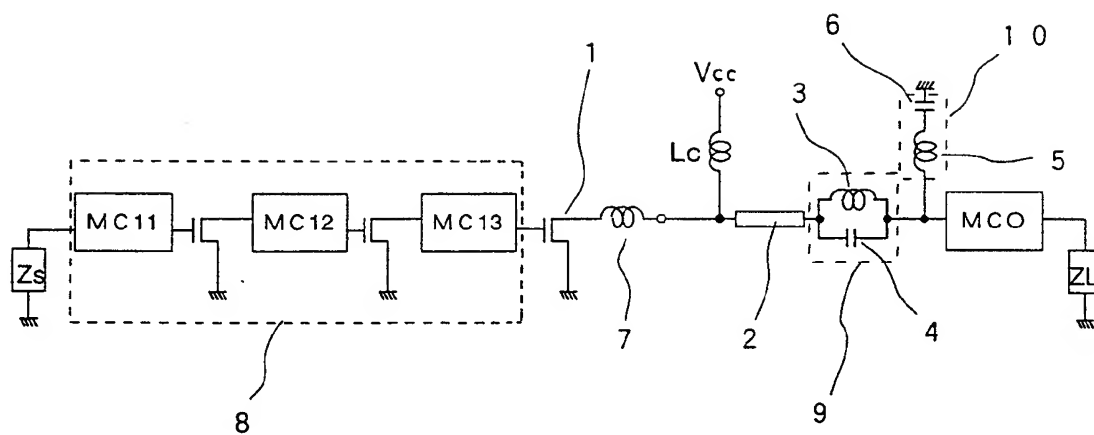
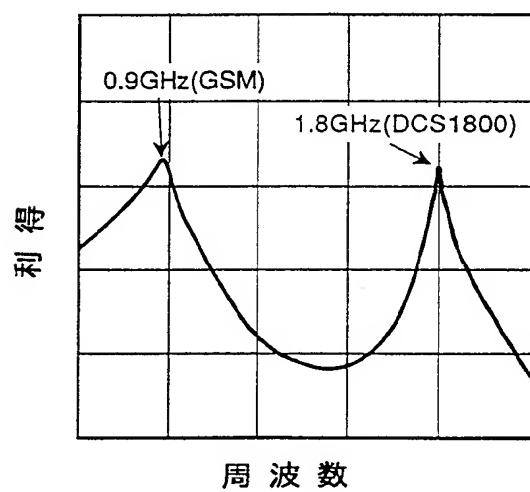


図 2



3 / 7

図 3

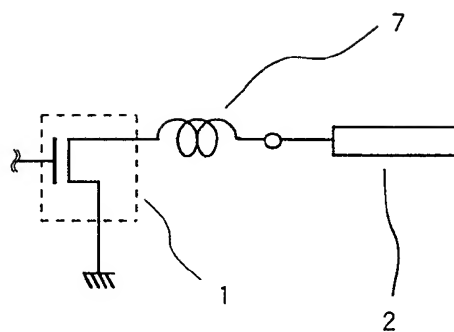
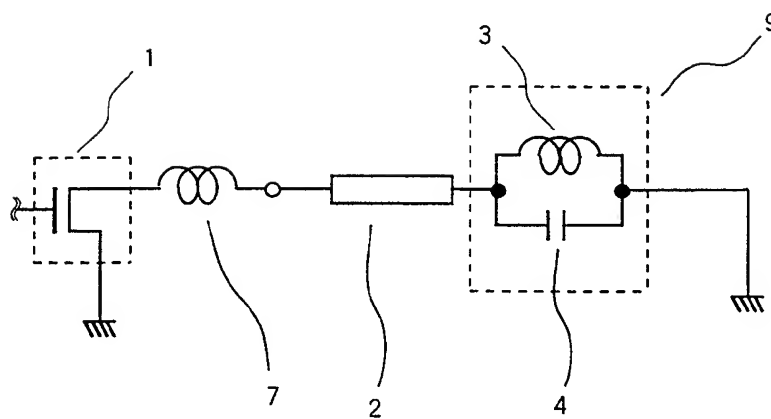


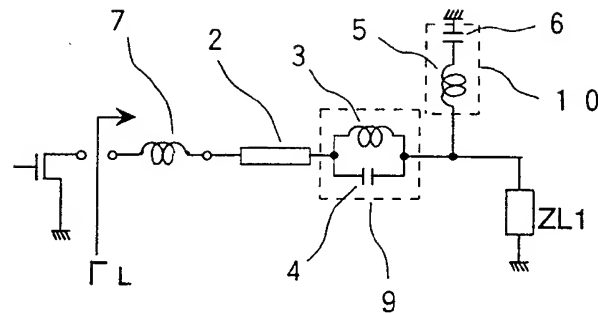
図 4



4 / 7

図 5

(a)



(b)

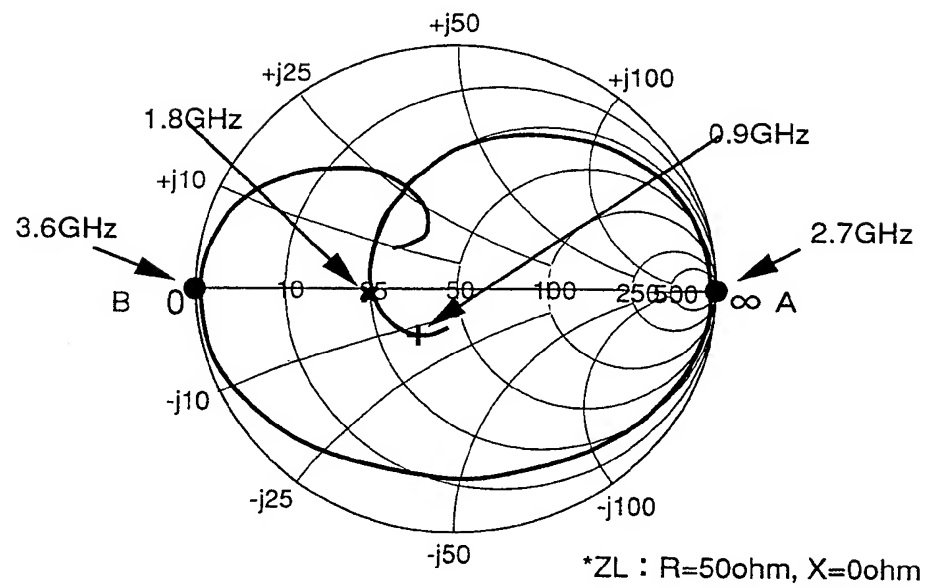
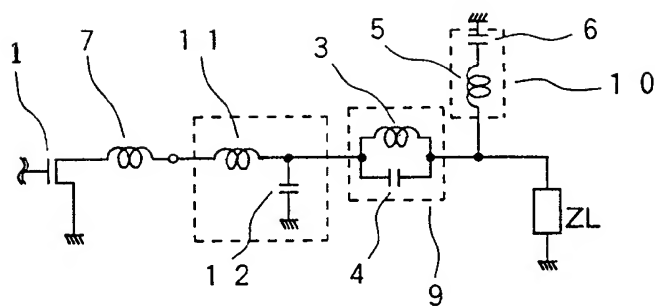


図 6



6 / 7

図 7

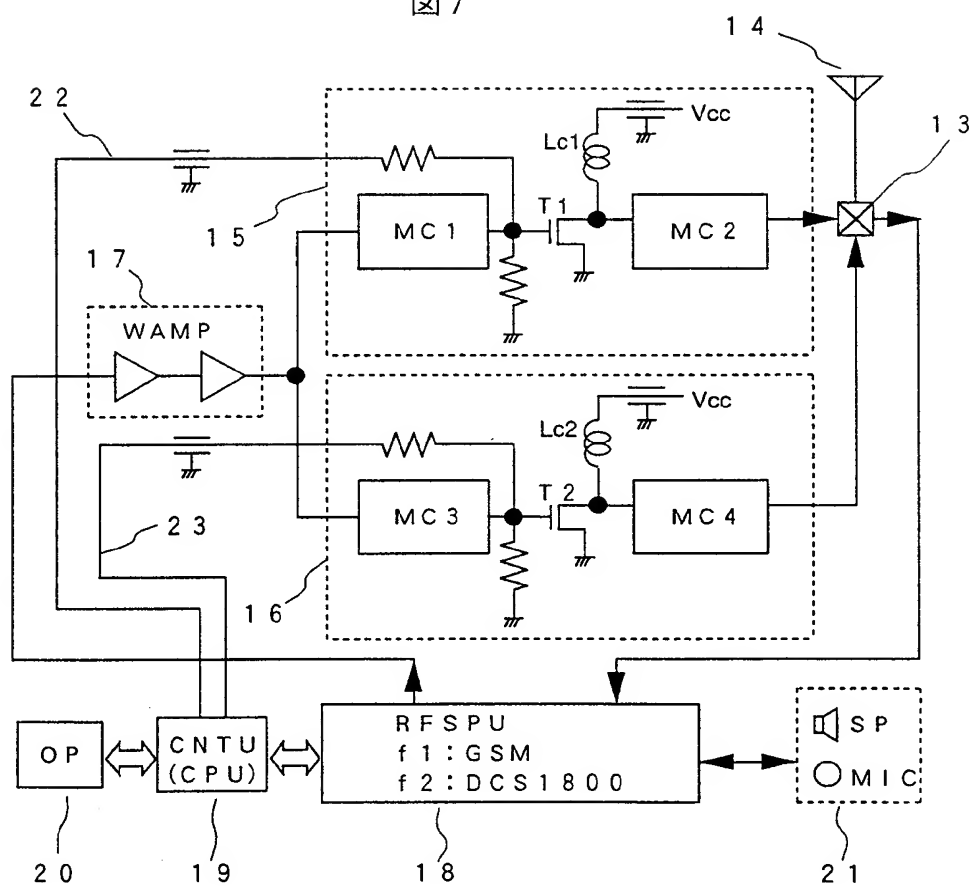
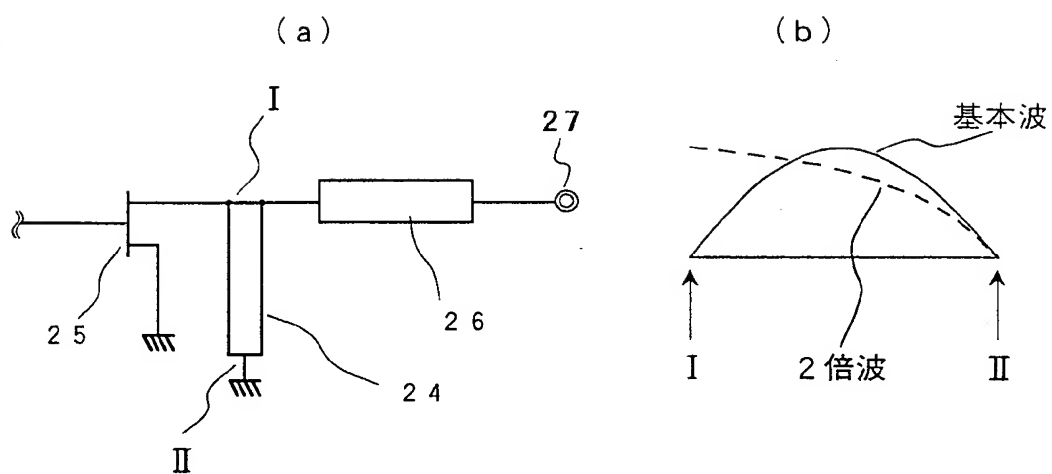


図 8





# INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No.  
PCT/JP98/03069

## A. CLASSIFICATION OF SUBJECT MATTER

Int.Cl<sup>6</sup> H03F3/189

According to International Patent Classification (IPC) or to both national classification and IPC

## B. FIELDS SEARCHED

Minimum documentation searched (classification system followed by classification symbols)

Int.Cl<sup>6</sup> H03F3/189-3/195, 3/60, H04B1/02-1/04, 1/38-1/58

Documentation searched other than minimum documentation to the extent that such documents are included in the fields searched  
Jitsuyo Shinan Koho 1926-1998 Toroku Jitsuyo Shinan Koho 1994-1998  
Kokai Jitsuyo Shinan Koho 1971-1998

Electronic data base consulted during the international search (name of data base and, where practicable, search terms used)

## C. DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT

Category*	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
A	JP, 10-56339, A (Murata Mfg. Co., Ltd.), 24 February, 1998 (24. 02. 98) (Family: none)	1-6

☐ Further documents are listed in the continuation of Box C. ☐ See patent family annex.

* Special categories of cited documents:	"T" later document published after the international filing date or priority date and not in conflict with the application but cited to understand the principle or theory underlying the invention
"A" document defining the general state of the art which is not considered to be of particular relevance	"X" document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered novel or cannot be considered to involve an inventive step when the document is taken alone
"E" earlier document but published on or after the international filing date	"Y" document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered to involve an inventive step when the document is combined with one or more other such documents, such combination being obvious to a person skilled in the art
"L" document which may throw doubts on priority claim(s) or which is cited to establish the publication date of another citation or other special reason (as specified)	"&" document member of the same patent family
"O" document referring to an oral disclosure, use, exhibition or other means	
"P" document published prior to the international filing date but later than the priority date claimed	

Date of the actual completion of the international search  
22 September, 1998 (22. 09. 98)

Date of mailing of the international search report  
6 October, 1998 (06. 10. 98)

Name and mailing address of the ISA/  
Japanese Patent Office

Authorized officer

Facsimile No.

Telephone No.

A. 発明の属する分野の分類 (国際特許分類 (IPC))  
Int.Cl.<sup>8</sup> H03F3/189

B. 調査を行った分野

調査を行った最小限資料 (国際特許分類 (IPC))

Int.Cl.<sup>8</sup> H03F3/189-3/195, 3/60  
H04B1/02-1/04, 1/38-1/58

最小限資料以外の資料で調査を行った分野に含まれるもの

日本国実用新案公報 1926-1998年  
日本国公開実用新案公報 1971-1998年  
日本国登録実用新案公報 1994-1998年

国際調査で使用した電子データベース (データベースの名称、調査に使用した用語)

C. 関連すると認められる文献

引用文献の カテゴリー*	引用文献名 及び一部の箇所が関連するときは、その関連する箇所の表示	関連する 請求の範囲の番号
A	J P, 10-56339, A (株式会社村田製作所), 24. 2 月. 1998 (24. 02. 98) (ファミリーなし)	1-6

☐ C欄の続きにも文献が列挙されている。

☐ パテントファミリーに関する別紙を参照。

\* 引用文献のカテゴリー

「A」特に関連のある文献ではなく、一般的技術水準を示すもの

「E」先行文献ではあるが、国際出願日以後に公表されたもの

「L」優先権主張に疑義を提起する文献又は他の文献の発行日若しくは他の特別な理由を確立するために引用する文献 (理由を付す)

「O」口頭による開示、使用、展示等に言及する文献

「P」国際出願日前で、かつ優先権の主張の基礎となる出願

の日の後に公表された文献

「T」国際出願日又は優先日後に公表された文献であって出願と矛盾するものではなく、発明の原理又は理論の理解のために引用するもの

「X」特に関連のある文献であって、当該文献のみで発明の新規性又は進歩性がないと考えられるもの

「Y」特に関連のある文献であって、当該文献と他の1以上の文献との、当業者にとって自明である組合せによって進歩性がないと考えられるもの

「&」同一パテントファミリー文献

国際調査を完了した日

22. 09. 98

国際調査報告の発送日

06.10.98

国際調査機関の名称及びあて先

日本国特許庁 (ISA/J P)

郵便番号100-8915

東京都千代田区霞が関三丁目4番3号

特許庁審査官 (権限のある職員)

伊東 和重

印

5 J

8839

電話番号 03-3581-1101 内線 3536